

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-350487

(43)Date of publication of application : 15.12.2000

(51)Int.Cl.

H02P 6/08

(21)Application number : 11-153287

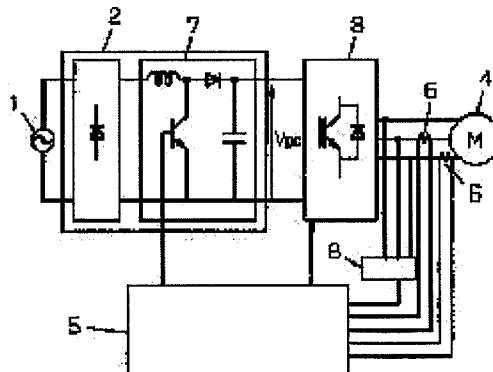
(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 01.06.1999

(72)Inventor : FUNABA CHIZUMI
TOKOROYA YOSHIHIRO**(54) CONTROLLER FOR BRUSHLESS MOTOR****(57)Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To make a smooth transition by switching the control system gradually, while keeping the r.p.m. of a motor and the quantity of flux during one period at a constant level, respectively.

SOLUTION: This controller comprises a control circuit 5, e.g. a microcomputer, and a DC voltage control circuit 7, wherein switching from a sine wave control in low motor speed region to 120° conduction PAM control for increasing the r.p.m. is carried out in two stages. More specifically, the amplitude and frequency of the sine wave are decreased, while keeping a converter output voltage VDC at a constant level in the first stage, and then conduction period is brought close to 120° by increasing the offset gradually and reducing the conduction period. After the conduction period of 120° is reached, the converter output voltage VDC is gradually lowered, and transition is made to full conduction control of 120° conduction period in the second stage. According to this arrangement, switching can be made smoothly without causing step-out of the motor or overcurrent protective operation thereof.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination] 13.09.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 06.07.2004

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-350487

(P2000-350487A)

(43) 公開日 平成12年12月15日 (2000. 12. 15)

(51) Int. Cl.⁷

H 0 2 P 6/08

識別記号

F I

H 0 2 P 6/02

7-73-1* (参考)

3 5 1 J 5 H 5 6 0

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平11-153287

(22) 出願日 平成11年6月1日 (1999. 6. 1)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 舟場 千純

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 所谷 良裕

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 100097445

弁理士 岩瀬 文雄 (外2名)

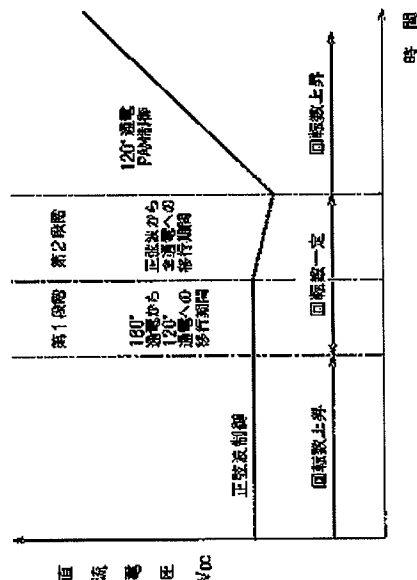
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ブラシレスモータの制御装置

(57) 【要約】

【課題】 従来のモータのセンサレス正弦波制御は、漏洩電流やインバータ部のスイッチング損失の増加、回転子位置推定精度の悪化等の問題から速度制御範囲に上限を設けたものであったが、速度制御範囲を広げるため、高速回転時には正弦波制御から未通電期間を設けたPAM制御に切り換える制御が提案されていた。しかし、この制御切り換えを急激に行うと、保護回路が動作してモータが停止したり、過電流が流れることによりモータの減速やパワー素子の破壊の原因にもなり、切り換える方法が課題となっていた。

【解決手段】 本発明は、前記制御方式切り換え時にはモータ回転数と1周期間の総電量を一定に維持しながら、電流が急激しないように、徐々に制御を移行する手段を提供するものである。



(2)

特開2000-350487

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】交流を直流に変換しかつ直流電圧を制御する手段を備えた直流電圧可変コンバータ部と、前記コンバータ部の出力電圧を振幅としキャリア周波数のデューティを制御して出力電圧を制御する手段とともに直流をモータの回転数に対応した交流に変換する手段を備えたインバータ部を具備し、ブラシレスモータの回転数が低い領域では、前記コンバータ部の出力直流電圧を一定に維持するとともに前記インバータ部で正弦波変調のPWM制御電圧を出力することによってモータを制御し、前記回転数が高い領域では、前記コンバータ部の出力直流電圧を制御して前記インバータ部は120度以上180度未満に設定した通電期間を全通電とするPAM制御に切換えて前記ブラシレスモータを制御する制御装置であって、前記制御方式の切り換え時にはモータ回転数と1周期間の遡束量を一定に維持しながら、コンバータ出力の直流電圧を一定とした正弦波変調のPWM制御から、コンバータ出力電圧は一定に保持し、基本波である正弦波の振幅と周波数を下げオフセットを上げることによって徐々に前記PAM制御の設定通電期間に近づける制御を行い、設定通電期間に移行後、コンバータ出力電圧を制御して設定通電期間が全通電とするPAM制御に切り換えることを特徴とするブラシレスモータの制御装置。

【請求項2】交流を直流に変換しかつ直流電圧を制御する手段を備えた直流電圧可変コンバータ部と、前記コンバータ部の出力電圧を振幅としキャリア周波数のデューティを制御して出力電圧を制御する手段とともに直流をモータの回転数に対応した交流に変換する手段を備えたインバータ部を具備し、ブラシレスモータの回転数が低い領域では、前記コンバータ部の出力直流電圧を一定に維持するとともに前記インバータ部で正弦波変調のPWM制御電圧を出力することによってモータを制御し、前記回転数が高い領域では、前記コンバータ部の出力直流電圧を制御して前記インバータ部は120度以上180度未満に設定した通電期間を全通電とするPAM制御に切換えて前記ブラシレスモータを制御する制御装置であって、前記制御方式の切り換え時にはモータ回転数と1周期間の遡束量を一定に維持しながら、コンバータ出力の直流電圧を一定とした正弦波変調のPWM制御から、コンバータ出力直流電圧を制御しながら、基本波である正弦波の振幅と周波数を上げオフセットを下げることによって徐々に前記PAM制御の設定通電期間に近づける制御を行い、設定通電期間に移行後、コンバータ出力電圧を制御して設定通電期間が全通電とするPAM制御に切り換えることを特徴とするブラシレスモータの制御装置。

【請求項3】交流を直流に変換しかつ直流電圧を制御する手段を備えた直流電圧可変コンバータ部と、前記コンバータ部の出力電圧を振幅としキャリア周波数のデュー

2

ティを制御して出力電圧を制御する手段とともに直流をモータの回転数に対応した交流に変換する手段を備えたインバータ部を具備し、ブラシレスモータの回転数が低い領域では、前記コンバータ部の出力直流電圧を一定に維持するとともに前記インバータ部で正弦波変調のPWM制御電圧を出力することによってモータを制御し、前記回転数が高い領域では、前記コンバータ部の出力直流電圧を制御して前記インバータ部は120度以上180度未満に設定した通電期間を全通電とするPAM制御に切換えて前記ブラシレスモータを制御する制御装置であって、

前記制御方式切り換え時にはモータ回転数と1周期間の遡束量を一定に維持しながら、コンバータ出力の直流電圧を一定とした正弦波変調のPWM制御から、コンバータ出力直流電圧を下げながら正弦波を徐々に180度通電期間を全通電とする矩形波に近づけ、180度全通電矩形波に移行後、コンバータ出力電圧を制御しながら徐々に前記PAM制御の設定通電期間に近づけ、PAM制御に切り換えることを特徴とするブラシレスモータの制御装置。

【請求項4】制御方式切り換え時に、モータの回転数と1周期間の遡束量を一定に維持することに替え、モータの回転数と1周期間の遡束量を移行させながら切り換えを行うようにした請求項1から3のいずれかに記載のブラシレスモータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、センサレスの3相DCブラシレスモータを駆動するインバータ制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来のセンサレスの3相DCブラシレスモータの正弦波制御例について図16を用いて説明する。

【0003】図16は、従来のセンサレスの3相DCブラシレスモータを正弦波駆動する場合の回路図例である。同図において、1は交流電源、2は交流を直流に変換するコンバータ部、3は直流からモータに入力する交流電圧を生成するためのインバータ部、4は3相DCブラシレスモータ、5はマイクロコンピュータ等の制御回路、6はモータ4の電流を検出する電流センサである。制御回路5は、モータ4のモータ電流値を電流センサ6から取り込み、これによりモータ4の回転子の位置を推定し、推定した位置情報等をもとにしてインバータ部3の正弦波出力電圧を制御し、モータの高効率な速度制御を実現している。

【0004】同従来の正弦波制御の回転速度には上限があり、以下にその理由について説明する。

【0005】正弦波制御において、コンバータ部の出力直流電圧を昇圧しないでモータの回転数を上げるために

(3)

特開2000-350487

3

は、一般に弱め界磁制御が行われているが、本制御を行うとモータ効率が低下する。しかし、この対策としてコンバータ部の出力直流電圧を昇圧して正弦波制御を行うと、漏洩電流やインバータ部のスイッチング損失の増加といった問題が発生する。

【0006】また、モータ回転数を上げると、モータ電流はキャリア周波数毎に増減する歪んだ正弦波となるので、回転子位置推定精度が悪化する。位置推定精度の悪化は、モータの脱調や過電流、効率悪化の原因となる。この対策として高回転数時にキャリア周波数を上げると電流の歪みは低減できるが、前述の場合と同様に漏洩電流やスイッチング損失の増加といった問題が発生する。

【0007】これらの理由から、モータのセンサレス正弦波制御は、速度制御可能範囲に上限が設定されたものであった。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】前述のように従来のモータのセンサレス正弦波制御は、速度制御範囲に上限を設けたものであったが、速度制御範囲を広げるため、高速回転時には正弦波制御からPAM制御に切り換えるという制御概念が提案されていた。図1はこの制御を行う場合の回路図である。ここで、7はコンバータ部2に含まれる直流電圧制御回路、8はモータ回転子の位置検出回路、 V_{oc} は直流電圧制御回路の出力電圧である。同図において、直流電圧制御回路7を制御することによって、PAM制御を実現している。

【0009】高速回転時に120度以上180度未満に設定された通電期間でPAM制御を行えば、未通電期間により回転子位置が検出できるので制御精度が上がる。また、コンバータ部2に直流電圧制御回路7があることにより、インバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧できるので高速回転時にも弱め界磁制御を行う必要がなくなるため、モータ効率の低下を防止することができる。さらにキャリア周波数でスイッチングしない矩形波とすることにより、漏洩電流やスイッチング損失を低減できる。よって、速度制御範囲を高回転域に広げることができる。

【0010】しかしながら、上記制御切り換えについては従来、切り換え手段が提案されていなかった。ここで、仮に切り換えを急激に行った場合には、下記のような課題がある。

【0011】上記制御の電圧電流波形の低速域（正弦波制御）を図17、高速域（PAM制御）を図18に示す。同図において、 v_{u0} はU相の端子電圧、 i_u はU相の巻線電流である。図17と18の比較から明らかなように、正弦波制御とPAM制御とでは電流波形が大きく異なる。これは、この制御切り換えの際にモータ固定子の磁界が大きく変化することを示し、このように磁界の急変は、モータの脱調や過電流が流れる原因となり、保護回路が動作してモータが停止したり、過電流が流れることによりモータの減磁やパワー素子の破壊の原因にも

4

なる。

【0012】本発明はこのような制御切り換えの課題を解決するために、モータを低速回転時は正弦波制御、高速回転時はPAM制御で回転する場合の円滑な移行方法を提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するために本発明は、モータを低速回転時は正弦波制御、高速回転時は未通電期間を設けたPAM制御で回転する場合に、制御方式切り換え時にはモータ回転数と1周期間の磁束量を一定に維持しながら、電流が急変しないように、徐々に制御を移行する手段を提供するものである。

【0014】上記他の制御方式として、説明のため本発明の請求項1に記載の発明の移行方式を取り上げる。請求項1記載の発明では、コンバータの出力直流電圧 V_{oc} を一定とした正弦波変調のPWM制御から、第1段階として、モータ回転数と1周期間の磁束量を一定に維持しながら、コンバータ出力電圧 V_{oc} は一定に保持し、基本波である正弦波の振幅と周波数を下げオフセットを上げて徐々に通電期間を狭めてPAM制御の設定通電期間に近づける制御を行う。通電期間がPAM制御の設定通電期間に移行した後、第2段階として、第1段階と同様にモータ回転数と1周期間の磁束量を一定に維持しながら、コンバータ出力電圧 V_{oc} を制御して通電期間を全通電にする。

【0015】このような手段をとることによって、モータを低速回転時は正弦波制御、高速回転時はPAM制御で回転する場合の切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさないで実現することができる。

【0016】

【発明の実施の形態】請求項1に記載の発明は、前述のように、モータを低速回転時は正弦波変調のPWM制御、高速回転時は通電期間を120度以上180度未満に設定したPAM制御で回転する場合、制御方式切り換え時にはモータ回転数と1周期間の磁束量を一定に維持しながら、第1段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} は一定に保持し、基本波である正弦波の振幅と周波数を下げオフセットを上げて、徐々に通電期間を狭めて通電期間を前記PAM制御の設定通電期間に近づけ、通電期間が設定期間に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を制御して徐々に通電期間を全通電に移行する制御を行うものである。

【0017】この制御によれば、モータを低速回転時は正弦波制御、高速回転時はPAM制御で回転する場合の切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさないで円滑に実現することができる。

【0018】請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の発明と同様に、モータを低速回転時は正弦波変調のPWM制御、高速回転時は通電期間を120度以上180度未満に設定したPAM制御で回転する場合、制御方式

(4)

特開2000-350487

5

切り換え時にはモータ回転数と1周期間の遡索量を一定に維持しながら、第1段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧しながら、基本波である正弦波の振幅と周波数を上げオフセットを下げて、徐々に通電角を狭めて前記PAM制御の設定期間に近づけ、設定通電期間に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を制御して徐々に120度通電期間を全通電に移行する制御を行うものである。この制御によれば、請求項1と同様に切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することができる。

【0019】請求項3に記載の発明は、請求項1、2に記載の発明と同様に、モータを低速回転時は正弦波変調のPWM制御、高速回転時は通電期間を120度以上180度未満に設定したPAM制御で回転する場合、制御方式切り換え時にはモータ回転数と1周期間の遡索量を一定に維持しながら、第1段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を降圧して基本波である正弦波の通電期間を徐々に全通電に近づけ、通電期間が全通電に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧して徐々に通電期間を前記PAM制御の設定通電期間に移行する制御を行うものである。この制御によれば、請求項1、2に記載の発明と同様に、切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することができる。

【0020】請求項4に記載の発明は、モータを低速回転時は正弦波変調のPWM制御、高速回転時は通電期間を120度以上180度未満に設定したPAM制御で回転する場合、請求項1、2、3の発明の制御方式切り換え法を、モータ回転数を徐々に変化させて1周期間の遡索量を制御しながら、実施するものである。この制御によれば、請求項1、2、3に記載の発明と同様に、切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することができ、さらに制御方式の切り換えを速くできるので指令回転数に速く到達することができる。

【0021】以下本発明の実施形態について図面を参照して説明する。

【0022】(実施形態1) 図1は、本実施形態の制御を実現するための電子回路図である。同図において、1は交流電源、2は交流を直流に変換するコンバータ部、3は直流からモータに入力する交流電圧を生成するためのインバータ部、4は3組DCブラシレスモータ、5はマイクロコンピュータ等の制御回路、6はモータ4の電流を検出する電流センサ、7はコンバータ部2に含まれる直流電圧制御回路、8はモータ回転子の位置検出回路。 V_{oc} は直流電圧制御回路の出力電圧である。

【0023】モータ低速回転域での正弦波制御では、モータ4のモータ電流値を電流センサ6から制御回路5に取り込み、これに基づいて制御回路5でモータ4の回転子の位置を推定し、推定した位置情報等をもとにしてイ

6

ンバータ部3の出力電圧を制御する。一方モータ高速回転域での120度通電PAM制御では、モータ回転子の位置検出回路の出力信号を制御回路5に取り込み、これに基づいて制御回路5でモータ回転子の位置を検出し、これをもとに直流電圧制御回路7を介してコンバータ部2の出力電圧 V_{oc} と、インバータ部3の出力電圧を制御している。

【0024】本実施形態で回転数を上げる場合に、上記正弦波制御から120度通電のPAM制御へ移行する切り換え制御の概念図を図2に示す。本実施形態では図2のように、制御切り換えは2段階に分かれる。第1段階では、コンバータ出力電圧 V_{oc} は一定に維持して正弦波の振幅と周波数を下げオフセットを上げて、徐々に通電期間を狭めて通電期間を120度に近づける。通電期間が120度に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を降圧して徐々に120度通電期間の全通電制御に移行する。

【0025】本実施形態における電圧電流波形の制御切り換えを図3、4、5、6を用いて説明する。ここで、 v_{on} はリ相端子電圧、 i_a はリ相モータ電流である。図3は、正弦波制御の電圧電流波形である。モータ電流 i_a は正弦波制御された端子電圧 v_{on} に対して位相遅れの正弦波となる。第1段階の制御切り換え時の波形を図4、5に示している。図4は、制御移行第1段階初期の波形、図5は制御移行第1段階終了時の波形である。第1段階の制御切り換えでは、コンバータ出力直流電圧 V_{oc} は一定で、通電角を狭めるため、基本波を図3の正弦波に比べて周波数と振幅を下げてオフセットを上げる波形とすることによって、1周期の間の遡索量を維持するように制御している。

【0026】すなわち、図3の正弦波を $v_{on} = A \sin(2\pi ft) + B$ とすると、制御切り換えの第1段階では、図4、5のように v_{on} の最大値は一定値で、振幅Aと周波数fを下げてオフセットBを大きくして、通電角を狭める制御を行う。このとき、同図のS1とS2の面積を等しくするように制御することで、一周間の遡索量を一定にしている。この制御によって、通電角を120度まで狭める。

【0027】図6は、第2段階の制御切り換え時の波形移行を示している。第2段階の制御切り換えでは、基本波を120度通電期間は全通電とする120度矩形波に近づけながら、コンバータ出力電圧 V_{oc} を降圧して、1周期間の遡索量を維持するように制御している。このように、回転数と1周期間の遡索量を一定に保持した状態で、正弦波から120度の全通電波形に移行し、制御をPAM制御に切り換える。

【0028】以上のような制御切り換え法によって、本実施形態では、速度可変範囲を広げるためにモータを低速回転時は正弦波制御、高速回転時はPAM制御で回転する場合の切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を

(5)

特開2000-350487

7

起こさずに円滑に実現することができる。

【0029】（実施形態2）本実施形態の制御を実現するための電子回路図は、実施形態1と同様である。

【0030】本実施形態で回転数を上げる場合に、正弦波制御から120度通電のPAM制御へ移行する切り換え制御の概念図を図7に示す。本実施形態の制御切り換えは、図7のように2段階に分かれる。第1段階では、コンバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧しながら正弦波の振幅と周波数を上げオフセットを下げて、徐々に正弦波の半周期を180度から120度に近づけることによって通電期間を決める。通電期間が120度に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を降圧して徐々に120度通電期間の全通電制御に移行する。

【0031】本実施形態における電圧電流波形の制御切り換えを図3、8、9、10、11を用いて説明する。図3は、実施形態1で述べたように制御切り換え前の正弦波制御の電圧電流波形であり、制御切り換え時には常に図3の回転数と1周期間の磁束量を一定に維持する。

【0032】第1段階の制御切り換え時の波形を図8、9、10に示している。図8は制御移行第1段階初期の波形、図9は同中期波形、図10は同終了時の波形である。

【0033】第1段階の制御切り換えでは、通電角を決めるため、コンバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧しながら、正弦波の振幅と周波数を上げてオフセットを下げることによって、1周期間の磁束量を維持するように制御している。

【0034】すなわち、図3の正弦波を実施形態1と同様に

$$V_{on} = A \sin(2\pi ft) + B$$

とすると、制御切り換えの第1段階では、図8、9、10のように、振幅 A と周波数 f を上げ、オフセット B を下げて、通電角を決める制御を行う。このとき、同図のS3とS4の面積を等しくするように制御することで、1周期間の磁束量を一定に維持している。このことにより、図10のように通電角を120度まで決める。

【0035】図11は、第2段階の制御切り換え時の波形移行を示している。第2段階の制御切り換えでは、基本波を120度通電期間は全通電とする120度矩形波に近づけるため、コンバータ出力電圧 V_{oc} を降圧して、1周期間の磁束量を維持するように制御している。このようにして、回転数と1周期間の磁束量を一定に保持した状態で、正弦波から120度の全通電波形に移行し、制御をPAM制御に切り換える。

【0036】以上のような制御切り換え法によって、本実施形態では、速度可変範囲を広げるためにモータを低速回転時は正弦波制御、高速回転時はPAM制御で回転する場合の切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することができる。

【0037】（実施形態3）本実施形態の制御を実現す

8

るための電子回路図は、実施形態1同様である。

【0038】本実施形態で回転数を上げる場合に、正弦波制御から120度通電のPAM制御へ移行する切り換え制御の概念図を図12に示す。本実施形態の制御切り換えは、図12のように2段階に分かれる。第1段階では、コンバータ出力電圧 V_{oc} を降圧しながら正弦波を180度全通電に徐々に切り換える。通電期間が180度全通電に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧して徐々に通電期間を決め、120度の全通電に移行する。

【0039】本実施形態における電圧電流波形の制御切り換えを図3、13、14、15を用いて説明する。図3は、実施形態1、2で述べたように制御切り換え前の正弦波制御の電圧電流波形であり、制御切り換え時には常に図3の回転数と1周期間の磁束量を一定に維持する。第1段階の制御切り換え時の波形を図13、14に示している。図13は制御移行第1段階初期の波形、図14は同終了時の波形である。第1段階の制御切り換えでは、同図のように正弦波を180度の全通電に近づけながら、コンバータ出力電圧 V_{oc} を降圧することによって、同図S5とS6の面積を一定に保ち、1周期間の磁束量を維持するように制御している。このことによって、図14のように制御を180度全通電に移行する。

【0040】図15は、第2段階の制御切り換え時の波形移行を示している。第2段階の制御切り換えでは、同図S7とS8の面積を一定に保ち、180度通電を120度に移行しながら、コンバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧することによって、1周期間の磁束量を維持するように制御している。このようにして、回転数と1周期間の磁束量を一定に保持した状態で、正弦波から120度通電波形に移行し、制御をPAM制御に切り換える。

【0041】以上のような制御切り換え法によって、本実施形態では、速度可変範囲を広げるためにモータを低速回転時は正弦波制御、高速回転時はPAM制御で回転する場合の切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することができる。

【0042】なお、前記の各実施形態では、正弦波制御は、モータ巻線端子に正弦波電圧を印加する波形としているが、モータ巻線端子には正弦波に3次の高調波成分を加えた電圧を印可し、相間電圧を正弦波として本発明の切り換えを実施することも可能である。

【0043】また、前記の各実施形態は、高速回転時には120度通電のPAM制御に切り換える例としているが、例えば135度や150度等の広角通電のPAM制御に切り換えることも本発明をもとに実施することができる。

【0044】また、前述の図2、図7、図12に図示した制御切り換え時のコンバータ部2の出力電圧 V_{oc} の時間に対する変化の勾配は同図のとおりでなくてもよ

(6)

特開2000-350487

9

10

く、また、図のような比例関係でなくともよい。本発明は直流電圧 V_{oc} の勾配等を調整して実施することができるものである。

【0045】さらに、前記の各実施形態の制御切り換えを回転数も同時に移行させながら実施することも可能である。

【0046】

【発明の効果】請求項1に記載の発明は、モータを低速回転時は正弦波変調のPWM制御、高速回転時は通電期間を120度以上180度未満に設定したPAM制御で回転する場合、制御方式切り換え時にはモータ回転数と1周期間の磁束量を一定に維持しながら、第1段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} は一定に保持し、基本波である正弦波の振幅と周波数を下げオフセットを上げて、徐々に通電期間を狭めて通電期間を前記PAM制御で設定した期間に近づけ、通電期間が設定期間に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を制御して徐々に通電期間を全通電に移行する制御を行うものである。上記実施形態1から明らかなように、この制御によれば、モータを低速回転時は正弦波制御、高速回転時はPAM制御で回転する場合の切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することができる。

【0047】請求項2に記載の発明は、モータを低速回転時は正弦波変調のPWM制御、高速回転時は通電期間を120度以上180度未満に設定したPAM制御で回転する場合、制御方式切り換え時にはモータ回転数と1周期間の磁束量を一定に維持しながら、第1段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧しながら、基本波である正弦波の振幅と周波数を上げオフセットを下げて、徐々に通電角を狭めて前記PAM制御で設定した期間に近づけ、設定期間通電に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を制御して徐々に120度通電期間を全通電に移行する制御を行うものである。実施形態2から明らかなように、この制御によれば、請求項1と同様に制御切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することができる。

【0048】請求項3に記載の発明は、モータを低速回転時は正弦波変調のPWM制御、高速回転時は通電期間を120度以上180度未満に設定したPAM制御で回転する場合、制御方式切り換え時にはモータ回転数と1周期間の磁束量を一定に維持しながら、第1段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を降圧しながら基本波である正弦波の通電期間を徐々に全通電に近づけ、通電期間が全通電に移行した後、第2段階として、コンバータ出力電圧 V_{oc} を昇圧して徐々に通電期間を前記PAM制御で設定した期間に移行する制御を行うものである。実施形態3から明らかなようにこの制御によれば、請求項1、2に記載の発明と同様に、切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することが

できる。

【0049】請求項4に記載の発明は、モータを低速回転時は正弦波変調のPWM制御、高速回転時は通電期間を120度以上180度未満に設定したPAM制御で回転する場合、請求項1、または2、または3記載の発明の制御切り換え方式を、モータ回転数を徐々に変化させて1周期間の磁束量も制御しながら、実施するものである。この制御によれば、請求項1、2、3に記載の発明と同様に、切り換えをモータの脱調や過電流保護動作を起こさずに円滑に実現することができ、さらに制御方式の切り換えを速くできるので指令回転数に速く到達することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の制御装置の実施形態1の回路図

【図2】同実施形態1の制御概念図

【図3】同実施形態1の正弦波制御の電圧波形を示す図

【図4】同実施形態1の切り換え第1段階初期の波形を示す図

【図5】同実施形態1の切り換え第1段階終了時の波形を示す図

【図6】同実施形態1の切り換え第2段階終了時の波形を示す図

【図7】本発明の制御装置の実施形態2の制御概念図

【図8】同実施形態2の切り換え第1段階初期の波形を示す図

【図9】同実施形態2の切り換え第1段階中期の波形を示す図

【図10】同実施形態2の切り換え第1段階終了時の波形を示す図

【図11】同実施形態2の切り換え第2段階終了時の波形を示す図

【図12】本発明の制御装置の実施形態3の制御概念図

【図13】同実施形態3の切り換え第1段階初期の波形を示す図

【図14】同実施形態3の切り換え第1段階終了時の波形を示す図

【図15】同実施形態3の切り換え第2段階終了時の波形を示す図

【図16】従来の制御装置の回路図

【図17】従来の制御装置の低回転数時の正弦波制御波形を示す図

【図18】従来の制御装置の高回転数時のPAM制御波形を示す図

【符号の説明】

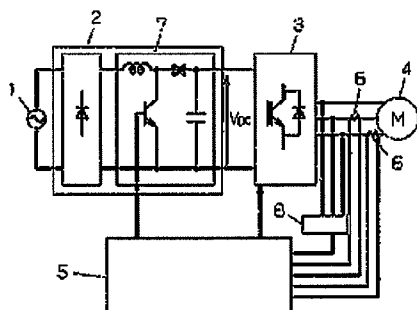
- 1 交流電源
- 2 コンバータ部
- 3 インバータ部
- 4 3相D Cブラシレスモータ
- 5 制御回路
- 6 電流センサ

(7) 特開2000-350487

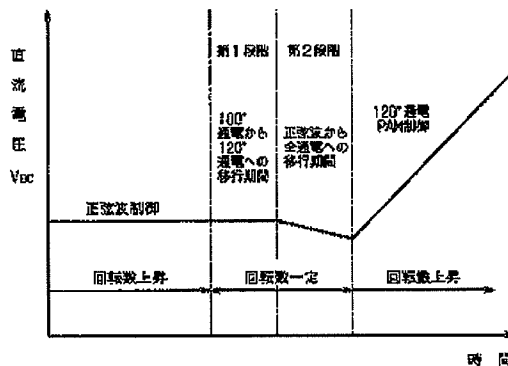
11
7 直流電圧制御回路

12
* * 8 モータ回転子の位置検出回路

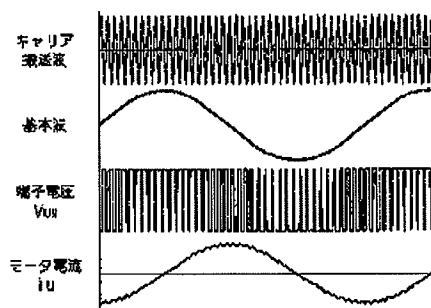
【図1】



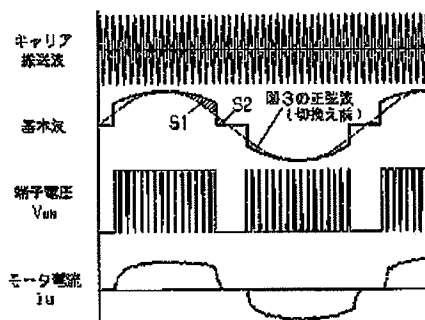
【図2】



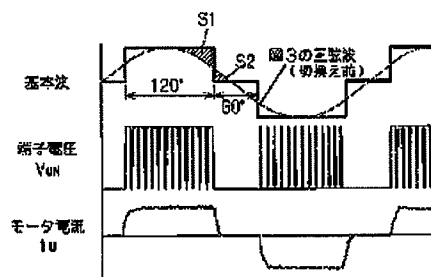
【図3】



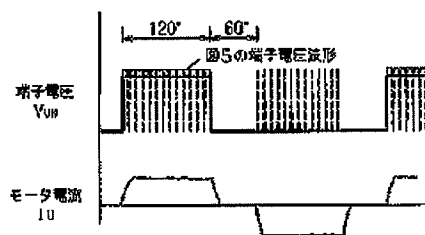
【図4】



【図5】



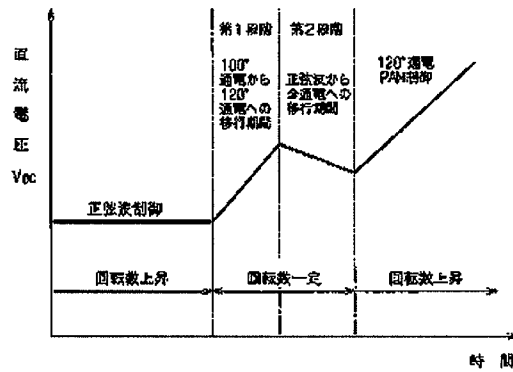
【図6】



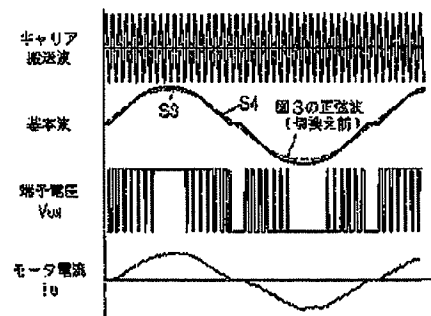
(8)

特開2000-350487

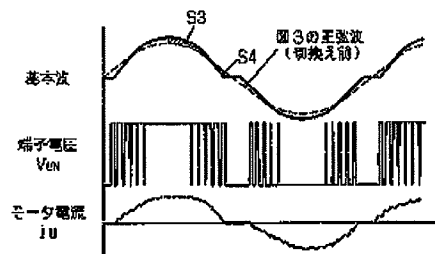
【図7】



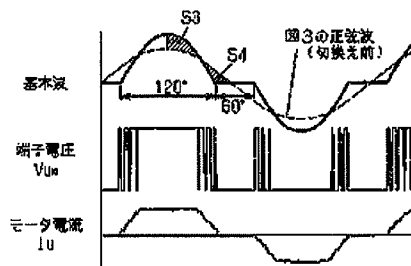
【図8】



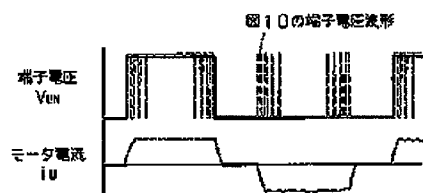
【図9】



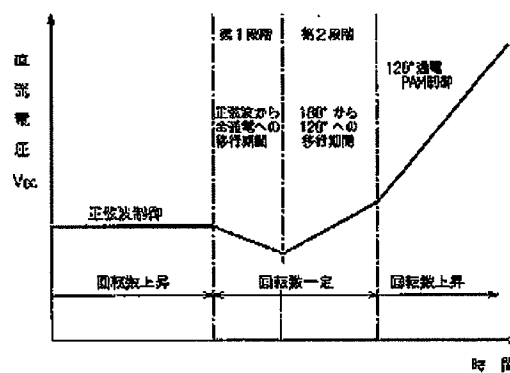
【図10】



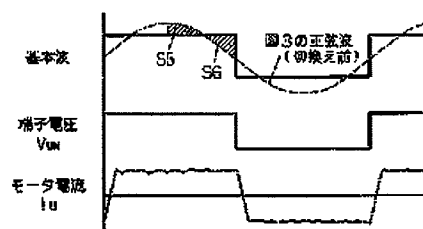
【図11】



【図12】



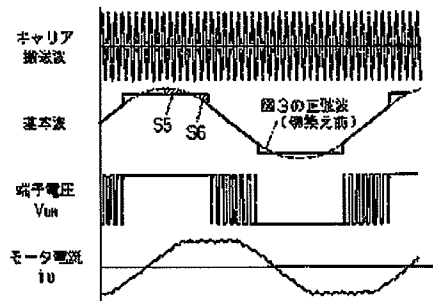
【図14】



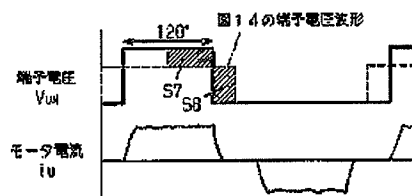
(9)

特開2000-350487

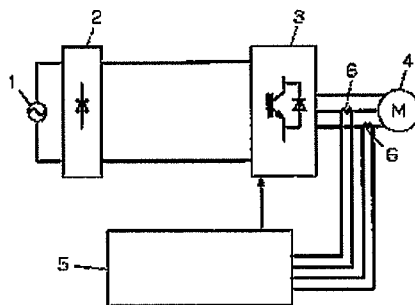
【図13】



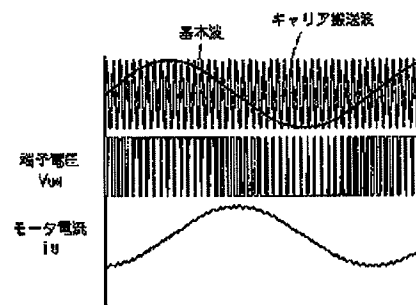
【図15】



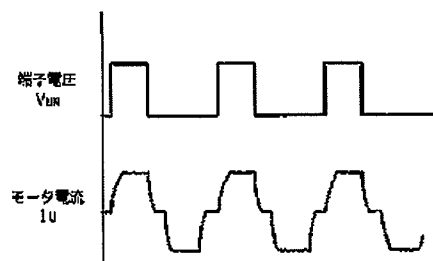
【図16】



【図17】



【図18】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DA13 DC12 DC13
 EB01 EC01 EC07 JJ02 SS07
 UA06 XA02 XA03 XA08 XA11
 XA12